

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **10224179 A**

(43) Date of publication of application: **21.08.98**

(51) Int. Cl.

H03H 9/64
H03H 9/145

(21) Application number: **09042968**

(71) Applicant: **TOYO COMMUN EQUIP CO LTD**

(22) Date of filing: **12.02.97**

(72) Inventor: **YAMANAKA KUNIHITO**

(54) **DOUBLE-MODE SAW FILTER**

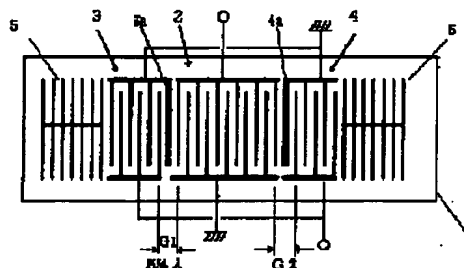
this to reduce ripples within a passing band.

(57) Abstract:

COPYRIGHT: (C)1998,JPO

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce the capacity conversion value of the interstage impedance of a filter to nearly zero by differentiating the logarithms of IDT on both sides of inter digital transducers, so as to maintain filtering characteristic.

SOLUTION: Three IDT 2 to 4 and reflectors 5 and 5 are arranged along the propagating direction of surface waves, by arranging IDT 2 to 4 on the main surface of the piezoelectric substrate 1 of a double-mode surface acoustic wave(SAW) filter for energizing acoustic waves of first and third modes along the propagating direction of a surface wave to constitute a first to third vertically connecting double-mode SAW(DMS) filter utilizing the two modes. In this case IDT 3 and 4 on both sides of center IDT 2 are made asymmetrical, that is, electrode finger logarithms are differentiated. In this way, the capacitor conversion value of inter-stage impedance is made nearly zero, one of intervals between the tip part of IDT 2, positioned in the center and the tip parts of respective IDT 3 and 4 on both sides, is made nearly $5\lambda/4$, and the other is made different from



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-224179

(43) 公開日 平成10年(1998) 8月21日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 3 H 9/64
9/145

H 0 3 H 9/64
9/145

Z
Z

審査請求 未請求 請求項の数 1 F D (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願平9-42968

(22) 出願日 平成9年(1997) 2月12日

(71) 出願人 000003104

東洋通信機株式会社

神奈川県高座郡寒川町小谷2丁目1番1号

(72) 発明者 山中 国人

神奈川県高座郡寒川町小谷2丁目1番1号

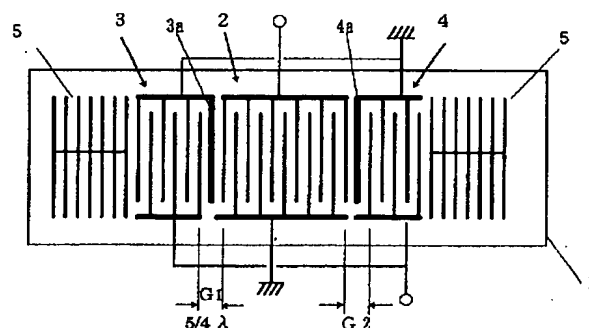
東洋通信機株式会社内

(54) 【発明の名称】 二重モードSAWフィルタ

(57) 【要約】

【課題】 従来の1次-3次DMSフィルタでは、フィルタのインピーダンスは各IDTの対数、電極指幅等の構成で必然的に決まり、多段縦続接続する場合に段間に結合容量あるいはインダクタンスが必要となり、1次-3次DMSフィルタを小型化する場合に問題となっていた。

【解決手段】 圧電基板上に3個のIDTとその両側に反射器を表面波の伝搬方向に配置して構成する1次-3次縦結合二重モードSAWフィルタにおいて、中央IDTの両側のIDTの対数を異ならせたことにより前記フィルタのインピーダンスを調整することを特徴とする二重モードSAWフィルタである。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 圧電基板上に3個のIDTとその両側に配置した2個の反射器とからなる1次-3次縦結合二重モードSAWフィルタを多段縦続接続した多段縦続接続型縦結合型二重モードSAWフィルタにおいて、前記3個のIDTのうち両側のIDTの対数を互いに異ならしめ段間インピーダンスの容量換算値をほぼ0とすると共に中央に位置するIDT端部と前記両側のIDT夫々の端部との間隔の一方をほぼ $5\lambda/4$ とし他方をこれと異ならせることにより通過帯域内のリップルを低減したことを特徴とする多段縦続接続型1次-3次縦結合二重モードSAWフィルタ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は共振子型の弾性表面波フィルタ（以下SAWフィルタと称す）に関し、特に共振子型SAWフィルタを多段接続する場合に必要な段間の結合容量を不要とし、小型化した1次-3次縦結合二重モードSAWフィルタに関する。

【0002】

【従来の技術】近年、SAWフィルタは小型化、高周波化、量産性等に優れているため、携帯電話をはじめとする無線機に多く利用されている。特に最近のPHS、コードレス電話等では第一IFフィルタの高周波化と広帯域化が要求され、この要件を満たすデバイスとしてはSAWフィルタが最適である。共振子型SAWフィルタの広帯域化を図る手段として1次と3次のモードを利用した所謂1次-3次縦結合二重モードSAWフィルタ（以下、1次-3次DMSフィルタと称す）が知られている。図5（a）はその一例を示す模式的平面図で、矩形形状の圧電性基板1の主面上に3個のインターディジタルトランスジューサ（以下IDTと称す）12、13、14とその両側にグレーティング型の反射器15、15を共に表面波の伝搬方向に沿って配置する。IDT12～14はそれぞれ互いに間挿し合う複数本の電極指を有する一対のくし形電極により構成されるものであり、IDT13と14の電極指対数は互いに同数とし中央IDT12の中心線に対して対称に配置する。また、IDT12～14の一方のくし型電極はアース電位に接続され、他方のくし形電極は入力または出力に電気的に接続されている。

【0003】図5（a）に示す反射器15、15はIDT12、14から漏洩する弾性表面波を反射する機能を有し、IDT12～14で励起される弾性表面波のエネルギーを反射器15、15間に閉じ込め、音響的に結合させることにより1次～3次のモードを強勢に生じさせる。このとき、2次モードも当然励起されるが、該モードの変位分布は表面波の伝搬方向にIDT12の中心に対し反対称に分布するため、発生電荷も同様にIDT12の中心に対し異符号の電荷が発生し、図5（a）に示

すようなIDTの配置では入出力IDT間で相殺されて実質上励起されないのに等しく、1次モードと3次モードのみを利用することが可能となる。

【0004】図5（a）に示す各IDTは所謂正規型IDTであり、各電極指幅及び電極指間のスペースは所望の中心周波数の波長 λ の $1/4$ に設定するのが一般的である。1次-3次DMSフィルタにおいては、周知のように最大の帯域幅が得られるのは図5（b）に示す電極指間隔 L が $L=\lambda/4$ の場合である。ところが、図5（b）に示す相隣接するIDTの端部の電極指17、18の中心間隔 L を $\lambda/4$ に設定すると、通常、電極指17、18の幅は上述したように $\lambda/4$ であるため、相隣接する電極指17、18同士は接触して入出力とアースが短絡することになる。そこで、図5（c）に示す電極指16のように電極指幅が $\lambda/2$ の一本の電極指として構成するのが一般的である。従って、本明細書では最大の帯域幅が得られる電極パターンを記述するときに電極指の中心間隔 L を $\lambda/4$ と表現するのではなく、図5（c）に示すように電極指16を挟んで隣接する電極指の中心間隔をとり、 $5/4\lambda$ と記述することとした。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、図5（a）に示すような従来の1次-3次DMSフィルタでは、フィルタのインピーダンスは各IDTの対数、電極指幅等の構成に対応して必然的に値が決まるため、通過域のカットオフ特性を改善し阻止減衰量を増大すべく複数のDMSフィルタを多段縦続接続する場合に、段間に発生する容量又はインダクタンスに応じて、ほぼ同等値の容量又はインダクタンスを付加する必要が生じる。これは既に良く知られた事項であるので説明は省略する。このため、従来この結合容量あるいはインダクタンスをフィルタと同一基板上に形成するかまたは、外部に個別部品として付加する必要があるためにフィルタの形状が大きくなり、1次-3次DMSフィルタを小型化が要求される携帯無線機等に搭載するような場合に問題となっていた。本発明は上記問題及び課題を解決するためになされたものであり、上述した段間の結合容量あるいはインダクタンスを不要とすることによって小型化を可能とした1次-3次DMSフィルタを提供することを目的とする。

【0006】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために本発明の請求項1記載の発明は、圧電基板上に3個のIDTとその両側に配置した2個の反射器とからなる1次-3次縦結合二重モードSAWフィルタを多段縦続接続した多段縦続接続型縦結合型二重モードSAWフィルタにおいて、前記3個のIDTのうち両側のIDTの対数を互いに異ならしめ段間インピーダンスの容量換算値をほぼ0とすると共に中央に位置するIDT端部と前記

両側のIDT夫々の端部との間隔の一方をほぼ $5\lambda/4$ とし他方をこれと異ならせることにより通過帯域内のリップルを低減したことを特徴とする多段縦続接続型1次-3次縦結合二重モードSAWフィルタである。

【0007】

【発明の実施の形態】以下本発明を図面に示した実施の形態に基づいて詳細に説明する。図1(a)は本発明に係る二重モードSAWフィルタの一実施例を示す模式的電極パターンであって、圧電基板1の主面上に3個のIDT2、3、4と、その両側に反射器5、5を表面波の伝搬方向に沿って配設することにより、表面波の伝搬方向に沿った1次と3次のモードの弾性波を励起し、該2つのモードを利用した1次-3次DMSフィルタを構成するが、その際本発明の特徴は中央IDT2の両側のIDT3、4を非対称、即ち電極指対数を異ならせることにある。

【0008】図2は本発明の一実施例に於ける特性の測定例を示す図である。即ち、この例では圧電基板として $36^\circ\text{Y-X LiTaO}_3$ を用い、周波数 $F_0 = 110.592\text{MHz}$ 、通過帯域幅 $B = 2\text{MHz}$ の1次-3次DMSフィルタに、中央IDT2を42.5対、IDT3を23.5対、反射器5、5の本数をそれぞれ30本、中央のIDT2の端部とIDT3の端部との間隔 G_1 を $5\lambda/4$ 、中央IDT2の端部とIDT4の端部との間隔 G_2 を $9\lambda/10$ に固定する。更にIDT4の対数をパラメータとして、二段縦続接続1次-3次DMSフィルタの終端インピーダンスの抵抗分 R_0 、リアクタンス分 X_0 と多段縦続接続したときの段間インピーダンス Z_c をシミュレーションによって求めると同図2に示す結果が得られる。なお、 Z_c はインピーダンスを容量値 $[pF]$ に換算した値で示した。図2から明かなように終端インピーダンスの抵抗分 $R_0[\Omega]$ 、リアクタンス分 X_0 の容量値 $[pF]$ は共にIDT4の対数が少なくなるに従い減少していることがわかる。一方、段間のインピーダンス Z_c はIDT4の対数を減少させるに従い値が減少して零となり、さらには負号の容量即ち、インダクタンスに変化してことが分かる。

【0009】即ち、図2に示した段間インピーダンス Z_c の容量換算値が零となるIDT4の対数を採用すれば、二段縦続接続1次-3次DMSフィルタの段間容量を無くすることができる。従来、同一圧電基板上に各種電極を配置することにより形成していた段間容量が不要となり、圧電基板の寸法を大幅に小さくすることが可能となる。一般的にはIDT3、4の電極指対数を互いに異ならせると通過帯域内の高周波部にリップルが発生し振幅特性、位相特性が歪むため従来、このような構成とすることは非常識であると考えられていた。

【0010】ところが前記した通過帯域内の高周波部のリップルは、図1の中央IDT2の端部とIDT3の端部の間隔 G_1 と中央IDT2の端部とIDT4の端部の間

隔 G_2 を適切に設定することにより、通過域から減衰域にシフトすることが可能であることを見出した。図3は本発明を実施した諸フィルタの特性を示す図であって、圧電基板に $36^\circ\text{Y-X LiTaO}_3$ を用い、周波数 $F_0 = 110.592\text{MHz}$ 、通過帯域幅 $B = 2\text{MHz}$ の1次-3次DMSフィルタ実現した際の通過域と減衰域の特性を示した図である。即ち、図3(a)は中央IDT2を42.5対、両側IDT3、4を23.5対、反射器5、5をそれぞれ30本、 G_1 を $5\lambda/4$ 、 G_2 を $9\lambda/10$ としたときの濾波特性図である。以下同図(b)、(c)について図3(a)のデータと異なるパラメータのみを記すと、図3(b)はIDT4の対数を21.5対に減少させたときの濾波特性図であり、図3(c)はIDT4の対数をさらに減らして19.5対としたときの濾波特性図である。図3(a)~(c)から明かなように中央IDT2の両側のIDT3、4の対数を異ならしめることにより通過域のリップルが減少し、減衰域にもほとんど悪影響は及ぼさないことが明らかであろう。

【0011】図4は本発明の他の実施例を示す特性図であって、圧電基板に $36^\circ\text{Y-X LiTaO}_3$ を用い、周波数 $F_0 = 110.592\text{MHz}$ 、通過帯域幅 $B = 2\text{MHz}$ 、中央IDTの対数を42.5対、IDT3の対数を23.5対、IDT4の対数を21.5対、 $G_1 = 5\lambda/4$ 、 $G_2 = 9\lambda/10$ 、反射器の各本数を30本とした場合の濾波特性である。この例においても段間容量を付加することなく所望のフィルタ特性を得ることができ、大幅に小型化することができた。

【0012】上記では圧電基板に LiTaO_3 を用いた場合を説明したが、他の圧電物質、例えば水晶、 LiNbO_3 、 LiBO_3 、ランガサイト等でもよいことは言うまでもない。

【0013】

【発明の効果】本発明は、以上説明したように多段縦続接続二重モードフィルタ1次-3次DMSフィルタにおいて、3個のIDTのうち両側のIDTの対数を互いに異ならしめ、電極指対数を適切な対数とすることにより濾波特性を維持しながら、フィルタの段間インピーダンスの容量換算値をほぼ0とすることができる。更に中央に位置するIDT端部と前記両側のIDT夫々の端部との間隔の一方をほぼ $5\lambda/4$ とし、他方をこれと異ならせることにより、通過帯域内のリップルを低減したため、段間の結合容量が不要の多段縦続接続二重モードフィルタを実現することが可能となり、小型化する上で著しい効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る1次-3次DMSフィルタの電極パターンの実施の一形態例を示す図である。

【図2】IDT3を固定しIDT4の対数を変化させた場合の終端インピーダンス、段間の結合容量との関係を

示す図である。

【図3】(a)～(c)はIDT4の電極指対数を変化させた場合の濾波特性を示す図である。

【図4】本発明になるIDTパターンを用いた1次-3次DMSフィルタの濾波特性図である。

【図5】(a)は従来の1次-3次DMSフィルタのIDTパターンを示す図、(b)、(c)はその拡大図で

ある。

【符号の説明】

1・・・圧電基板

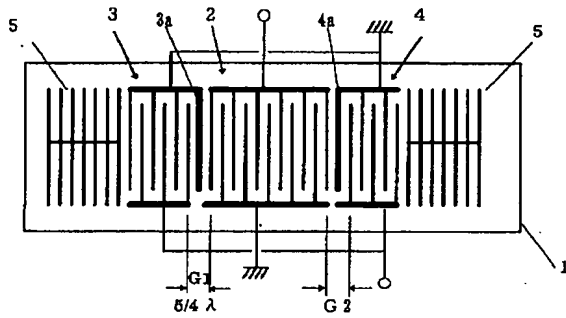
3、4・・・IDT

3a、4a・・・電極指

5・・・反射器

G1、G2・・・電極指中心間隔

【図1】

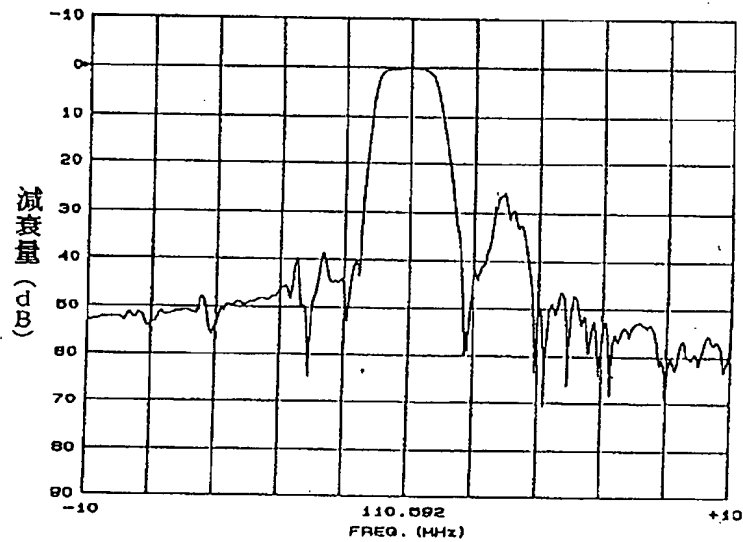


【図2】

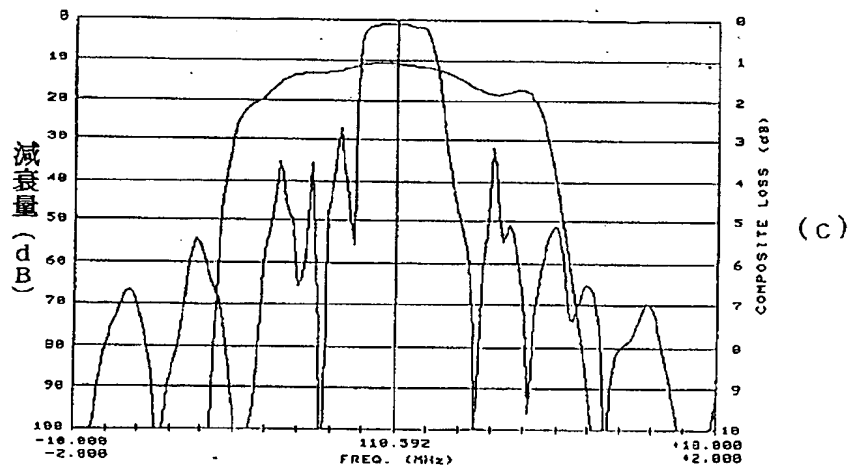
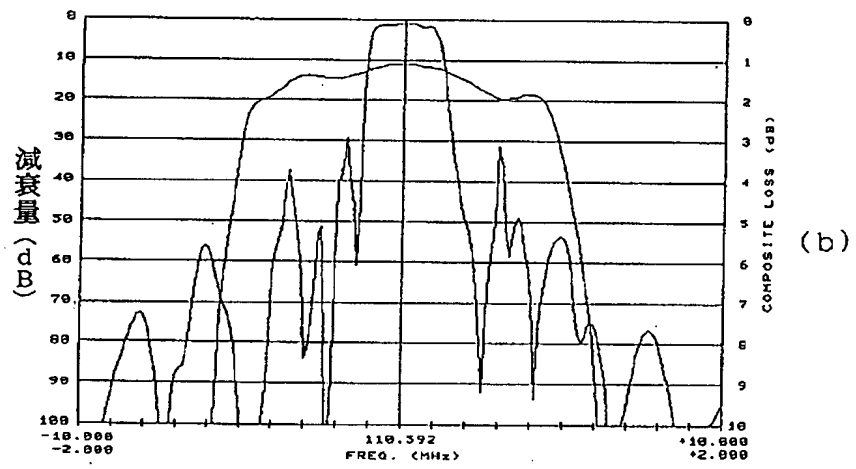
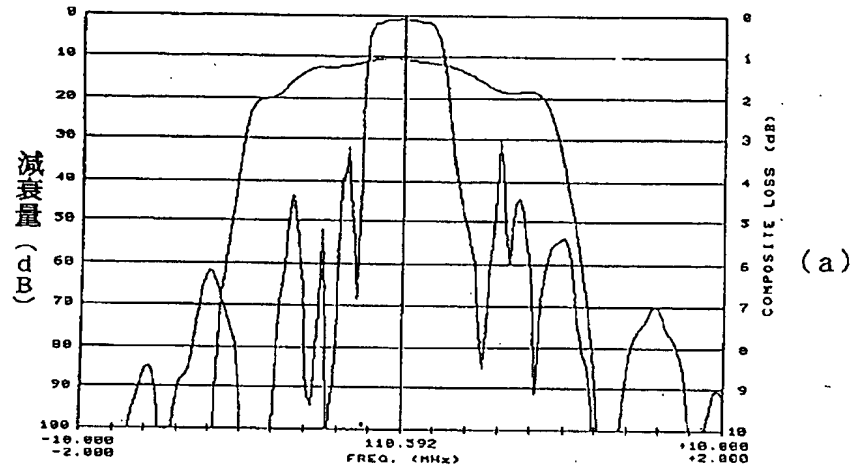
IDT3=23.5対

IDT4対数	23.5	21.5	19.5	17.5	15.5
R_o [Ω]	140	132	127	122	120
X_o [pF]	5.7	5.5	5.4	5.2	4.9
Z_c [pF]	3.5	0	0	-2.0	-2.6

【図4】



【図3】



【図5】

